

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 10-221386

(43)Date of publication of application : 21.08.1998

(51)Int.Cl.

G01R 23/02

(21)Application number : 09-043033

(71)Applicant : SANKEN ELECTRIC CO LTD

(22)Date of filing : 10.02.1997

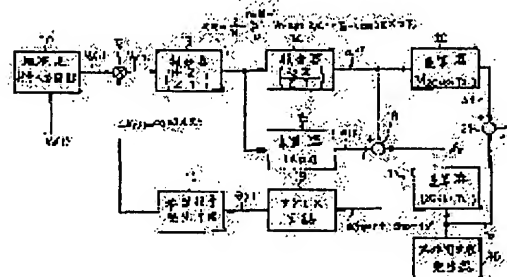
(72)Inventor : ITO YOICHI

(54) FREQUENCY MEASURING METHOD AND DEVICE

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To prevent interference due to noise, etc., by obtaining the first coefficient of the Fourier-series cosine term of a signal to be measured through the use of a reference signal, assuming the first coefficient to be 0 through the manipulation of the frequency of the reference signal, and having a manipulated variable as the frequency of the signal to be measured.

SOLUTION: A reference signal is generated by a reference signal generating means 11 and an address circuit 19, and the frequency of the reference signal is brought to be proportional to the input of the address circuit 19. A multiplier 12 and an integrator 13 obtain the first coefficient of the Fourier-series cosine term from a signal to be measured and the reference signal from a signal-to-be-measured inputting circuit 10. The first coefficient becomes a function of the phase difference between the signal to be measured and the reference signal. By a proportion-integration compensator constituted of an integrator 14 and a multiplier 15, the frequency of the reference signal is automatically adjusted to converge the first coefficient to 0. The output of the proportion-integration compensator is added to the standard amount of frequencies by an adder 18 and inputted to an address circuit 19. The adjusted value of the frequency of the reference signal at the time when the first coefficient is converged to 0 is multiplied by coefficients at a multiplier 20 to enable the calculation of the frequency of the signal to be measured.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 22.05.1998

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number] 3053002

[Date of registration] 07.04.2000

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 特 許 公 報 (B 2)

(11) 特許番号

特許第3053002号

(P 3 0 5 3 0 0 2)

(45) 発行日 平成12年 6 月19日 (2000. 6. 19)

(24) 登録日 平成12年 4 月 7 日 (2000. 4. 7)

(51) Int. Cl. ⁷

識別記号

F I

G01R 23/02

G01R 23/02

23/06

23/06

H

23/14

23/14

E

請求項の数 4 (全 8 頁)

(21) 出願番号 特願平9-43033

(22) 出願日 平成 9 年 2 月10日 (1997. 2. 10)

(65) 公開番号 特開平10-221386

(43) 公開日 平成10年 8 月21日 (1998. 8. 21)

審査請求日 平成10年 5 月22日 (1998. 5. 22)

(73) 特許権者 000106276

サンケン電気株式会社

埼玉県新座市北野 3 丁目 6 番 3 号

(72) 発明者 伊東 洋一

埼玉県新座市北野三丁目 6 番 3 号 サン

ケン電気株式会社内

(74) 代理人 100072154

弁理士 高野 則次

審査官 下中 義之

(56) 参考文献 特開 平 6 - 58963 (J P , A)

特開 昭50-25155 (J P , A)

特開 昭49-21092 (J P , A)

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 周波数測定方法及び装置

1

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】 周期性を有する被測定信号 ($V_m \sin 2\pi ft$) の周波数 (f) を測定する方法であって、

正弦波または余弦波から成る参照信号 ($\cos 2\pi \alpha t$) を出力するものであり、前記参照信号 ($\cos 2\pi \alpha t$) の周波数 (α) を示す入力量が与えられた時にその周波数の出力を発生するように構成され且つ周波数制御可能に構成された参照信号発生手段を用意し、この参照信号発生手段から発生した参照信号 ($\cos 2\pi \alpha t$) と前記被測定信号 ($V_m \sin 2\pi ft$) とを乗算する第 1 のステップと、
前記第 1 のステップで得られた出力 ($V_m \sin 2\pi ft \cdot \cos 2\pi \alpha t$) を積分してフーリエ級数の余弦項又は正弦項の第 1 係数に相当する値 (a_1) を得る第 2 のステップと、

前記第 2 のステップで得られた前記第 1 係数に相当する

2

値 (a_1) を積分する第 3 のステップと、

前記参照信号と前記被測定信号との位相を一致させるための前記参照信号の位相補正量となる値 (a_{1s}) を得るために、前記第 2 のステップで得られた前記値 (a_1) に係数 (K_{pp}) を乗算する第 4 のステップと、
前記参照信号発生手段に与えるための前記周波数 (α) を示す入力量を得るために、前記第 3 のステップで得られた出力 ($\Delta f'$) と前記第 4 のステップで得られた前記位相補正量となる値 (a_{1s}) とを加算し、この加算値を前記周波数 (α) を示す入力量 (α') として前記参照信号発生手段に入力させる第 5 のステップと、
前記第 3 のステップで得られた前記出力 ($\Delta f'$) が定常状態の値である場合には、前記第 3 のステップで得られた前記出力 ($\Delta f'$) 基づいて前記被測定信号の周波数を求め、前記第 3 のステップで得られた前記出力 (Δ

f') が過度状態の値を示している場合には、前記第1のステップから前記第5のステップを繰返す第6のステップとを備えていることを特徴とする周波数測定方法。

【請求項2】 前記第5のステップにおいて、前記加算値に更に前記参照信号の初期周波数を示す値(f_0')を加算して前記入力量(α')とすることを特徴とする請求項1記載の周波数測定方法。

【請求項3】 周期性を有する被測定信号($V_m \sin 2\pi ft$)の周波数(f)を測定する方法であって、

正弦波または余弦波から成る周期性を有する参照信号

($\cos 2\pi \alpha t$) が格納されたメモリを有し、アドレス指定によって前記メモリから前記参照信号($\cos 2\pi \alpha t$)を発生させるものであり、前記参照信号($\cos 2\pi \alpha t$)の周波数(α)を前記メモリのアドレス指定によって変えることができるように構成された参照信号発生手段を用意し、この参照信号発生手段から参照信号($\cos 2\pi \alpha t$)を発生させ、この参照信号($\cos 2\pi \alpha t$)と前記被測定信号($V_m \sin 2\pi ft$)とを乗算する第1のステップと、

前記第1のステップで得られた出力($V_m \sin 2\pi ft \cdot \cos 2\pi \alpha t$)を積分してフーリエ級数の余弦項又は正弦項の第1係数に相当する出力(a_1)を得る第2のステップと、

前記第2のステップで得られた前記出力(a_1)を積分して周波数補償量を示す出力($\Delta f'$)を得る第3のステップと、

前記第2のステップで得られた前記出力(a_1)に係数(K_{pp})を乗算して位相補償量を示す出力(a_{1p})を得る第4のステップと、

一定の基準周波数(f_0)の信号を発生する第5のステップと、

前記基準周波数(f_0)に対して前記参照信号発生手段から発生させた参照信号($\cos 2\pi \alpha t$)の1周期の標本数及びサンプリング周期(T_s)を乗算して補正基準周波数を示す出力(f_0')を得る第6のステップと、

前記第3のステップで得られた前記出力($\Delta f'$)と前記第4のステップで得られた前記出力(a_{1p})と前記第6のステップで得られた前記出力(f_0')とを加算してアドレス用出力($\alpha' = f_0' + \Delta f' + a_{1p}$)を得る第7のステップと、

前記第7のステップで得られた前記アドレス用出力(α')に基づいて前記参照信号発生手段の前記メモリの読み出しアドレスを指定する第8のステップと、

前記第3のステップで得られた前記出力($\Delta f'$)に対して前記参照信号($\cos 2\pi \alpha t$)の1周期の標本数と前記サンプリング周期(T_s)との乗算値の逆数を乗算して補償周波数を示す出力(Δf)を得る第9のステップと、

前記基準周波数(f_0)に前記第9のステップで得られた前記出力周波数(Δf)を加算して被測定周波数

(f)を示す出力を得る第10のステップと、

前記第3のステップで得られた前記出力($\Delta f'$)が定常状態の値である場合には、前記第10のステップで得られた出力を前記被測定信号の周波数とし、前記第3のステップで得られた前記出力($\Delta f'$)の過度状態の値を示している場合には、前記第1のステップから前記第10のステップを繰返す第11のステップとを備えていることを特徴とする周波数測定方法。

【請求項4】 周期性を有する被測定信号($V_m \sin 2\pi ft$)の周波数(f)を測定する装置であって、

前記被測定信号($V_m \sin 2\pi ft$)を入力させるための入力手段と、

正弦波又は余弦波から成る周期性を有する参照信号($\cos 2\pi \alpha t$)が格納されたメモリを有し、アドレス指定によって前記メモリから前記参照信号($\cos 2\pi \alpha t$)を発生させるものであり、前記参照信号($\cos 2\pi \alpha t$)の周波数(α)を前記メモリのアドレス指定によって変えることができるように構成された参照信号発生手段と、

前記被測定信号($V_m \sin 2\pi ft$)と前記参照信号($\cos 2\pi \alpha t$)とを乗算する第1の乗算手段と、

前記第1の乗算手段から得られた出力($V_m \sin 2\pi ft \cdot \cos 2\pi \alpha t$)を積分してフーリエ級数の余弦項又は正弦項の第1係数に相当する出力(a_1)を得る第1の積分手段と、

前記第1の積分手段から得られた出力(a_1)を積分して周波数補償量を示す出力($\Delta f'$)を得る第2の積分手段と、

前記第1の積分手段から得られた前記出力(a_1)に係数(K_{pp})を乗算して位相補償を示す出力(a_{1p})を得る第2の乗算手段と、

一定の基準周波数(f_0)の信号を発生する基準周波数発生手段と、

前記基準周波数(f_0)に対して前記参照信号発生手段から発生させた参照信号($\cos 2\pi \alpha t$)の1周期の標本数及びサンプリング周期(T_{se})を乗算して補正基準周波数を示す出力(f_0')を得る第3の乗算手段と、

前記第2の積分手段の前記出力($\Delta f'$)と前記第2の乗算手段の前記出力(a_{1p})と前記第3の乗算手段の前記出力(f_0')とを加算してアドレス用出力($\alpha' = f_0' + \Delta f' + a_{1p}$)を得る第1の加算手段と、

前記第1の加算手段の前記出力(α')に基づいて前記参照信号発生手段の前記メモリの読み出しアドレスを指定するアドレス手段と、

前記第2の積分手段の前記出力($\Delta f'$)に対して前記参照信号の1周期の標本数と前記サンプリング周期(T_s)との乗算値の逆数を乗算して補償周波数を示す出力(Δf)を得る第4の乗算手段と、

前記基準周波数(f_0)に前記第4の乗算手段の前記出力(Δf)を加算して被測定周波数(f)を示す出力得るための第2の加算手段とから成る周波数測定装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】本発明は被測定信号の周波数の測定を高調波及びノイズの影響を受けないで測定することができる方法及び装置に関する。

【0002】

【従来の技術】従来の典型的な周波数測定装置は、図 1 に示すように被測定信号の零点検出器 1 と、クロックパルス発生器 2 と、カウンタ 3 と、サンプル／ホールド回路 4 と、演算回路 5 とから成る。零点検出回路 1 は図 2 (A) に示す交流正弦波の被測定信号の零点即ち 0 度の時間位置を検出し、図 2 (B) に示す零点検出パルスを発生する。クロックパルス発生器 2 は被測定信号の周波数よりも十分に高い繰返し周波数を有して図 2 (C) に示すクロックパルスを発生する。カウンタ 3 は零点検出パルスの後縁でリセットされ、次の零点検出パルスが発生するまでの期間に入力するクロックパルスを計数し、図 2 (D) にアナログ類推で示すような出力を発生する。サンプル／ホールド回路 4 は、図 2 (B) の零点検出パルスの前縁に同期してカウンタ 3 の出力をサンプリングし、これをホールドする。これにより、図 2 (E) に示すように被測定信号の 1 周期の時間長に相当する $N \cdot T$ で示すような計数値 N が得られる。演算回路 5 は、計数値 N にクロックパルスの周期 T を乗算して被測定信号の 1 周期の時間 $N \times T$ を求め、この逆数 $1 / (N \times T)$ から周波数 f_s を求める。

【0003】

【発明の解決しようとする課題】ところで、図 1 及び図 2 に示す測定方法においては、ノイズ及び高調波成分によって零点検出パルスが誤って発生し、正確な周波数測定が不可能になる場合がある。また、 $1 / (N \times T)$ を求めるための除算が必要になり、演算処理時間が長くなり、ソフトウェアで実現しにくいという問題がある。

【0004】そこで、本発明の目的は、正確且つ容易に周波数を測定することができる方法及び装置を提供することにある。

【0005】

【課題を解決するための手段】上記目的を達成するための本発明は、周期性を有する被測定信号 ($V_m \sin 2\pi f t$) の周波数 (f) を測定する方法であって、正弦波または余弦波から成る参照信号 ($\cos 2\pi \alpha t$) を出力するものであり、前記参照信号 ($\cos 2\pi \alpha t$) の周波数

(α) を示す入力量が与えられた時にその周波数の出力を発生するように構成され且つ周波数制御可能に構成された参照信号発生手段を用意し、この参照信号発生手段から発生した参照信号 ($\cos 2\pi \alpha t$) と前記被測定信号 ($V_m \sin 2\pi f t$) とを乗算する第 1 のステップと、前記第 1 のステップで得られた出力 ($V_m \sin 2\pi f t \cdot \cos 2\pi \alpha t$) を積分してフーリエ級数の余弦項又は正弦項の第 1 係数に相当する値 (a_1) を得る第 2 のステップと、

前記第 2 のステップで得られた前記第 1 係数に相当する値 (a_1) を積分する第 3 のステップと、前記参照信号と前記被測定信号との位相を一致させるための前記参照信号の位相補正量となる値 (a_{10}) を得るために、前記第 2 のステップで得られた前記値 (a_1) に係数 (K_p) を乗算する第 4 のステップと、前記参照信号発生手段に与えるための前記周波数 (α) を示す入力量を得るために、前記第 3 のステップで得られた出力 ($\Delta f'$) と前記第 4 のステップで得られた前記位相補正量となる値 (a_{10}) とを加算し、この加算値を前記周波数 (α) を示す入力量 (α') として前記参照信号発生手段に入力させる第 5 のステップと、前記第 3 のステップで得られた前記出力 ($\Delta f'$) が定常状態の値である場合には、前記第 3 のステップで得られた前記出力 ($\Delta f'$) 基づいて前記被測定信号の周波数を求め、前記第 3 のステップで得られた前記出力 ($\Delta f'$) が過度状態の値を示している場合には、前記第 1 のステップから前記第 5 のステップを繰返す第 6 のステップとを備えていることを特徴とする周波数測定方法に係わるものである。なお、請求項 2 及び 3 に示すように初期周波数信号を与えることができる。なお、請求項 4 に示すように、入力手段と、参照信号発生手段と、第 1 ～第 4 の乗算手段と、第 1 ～第 2 の積分手段と、アドレス手段と、第 1 及び第 2 の加算手段と、基準周波数発生手段とによって測定装置を構成することが望ましい。

【0006】

【発明の作用及び効果】各請求項の発明においては、参照信号を余弦波又は正弦波とし、これと被測定信号の基本波との同期関係に基づいて被測定信号の基本波の周波数を決定するので、ノイズ及び高調波成分の妨害を受けないで周波数を測定することができる。即ち、本発明では、後述から明らかになるようにフーリエ級数の余弦項又は正弦項の第 1 係数に着目し、被測定信号の係数 a_1 を参照信号を用いて求め、この値 a_1 から被測定信号の位相情報を得ている。そして a_1 が零になるよう参照信号の周波数を自動的に操作する。この操作量が被測定信号の周波数となる。従って、被測定信号の基本波のみに依存して周波数が決定されるため、ノイズ及び高調波成分に妨害されない測定が可能になる。また、除算を使用しないで乗算と加算によって周波数を測定するので、簡単なソフトウェアによって周波数を迅速に求めることができる。

【0007】

【実施例】次に、図 3 ～図 6 を参照して本発明の実施例に係わる周波数測定方法及び装置を説明する。図 3 の周波数測定装置は、被測定信号入力回路 10 と、参照信号発生手段 11 と、第 1 の乗算器 12 と、第 1 の積分器 13 と、第 2 の積分器 14 と、第 2 の乗算器 15 と、基準周波数発生器 16 と、第 3 の乗算器 17 と、第 1 の加算器 18 と、アドレス回路 19 と、第 4 の乗算器 20 と、

第2の加算器21とから成る。なお、この周波数測定装置はCPU、RAM、ROMを含むマイクロコンピュータで構成されている。従って、図3は等価回路図又は機能ブロック図である。このブロック図の動作概要は、次のようになる。参照信号発生手段11とアドレス回路19とで参照信号を発生させる。参照信号の周波数 α はアドレス回路19の入力 α' に比例する。被測定信号入力回路10から入ってきた被測定信号と参照信号を用いてフーリエ級数の余弦項第1係数 a_1 を第1の乗算器12と第1の積分器13とによって求める。この a_1 は参照信号と被測定信号との位相差の関数となるので、 a_1 が零に収束するように、線形制御理論で使われる比例-積分補償器を用い、参照信号の周波数を自動調整する。この補償器は第2の積分器と第2の乗算器で構成される。これら補償器の出力(a_1 と $\Delta f'$)は、第1の加算器で基準周波数 f_0' と加算され、アドレス回路19に入力される。 f_0' は、 $\alpha' = f_0'$ の時、参照信号の周波数 $\alpha = f_0$ となるように第3の乗算器で係数を掛けて決定する。 a_1 が零に収束したときの、参照信号周波数調整値すなわち積分補償器出力は被測定信号の周波数に比例する。第4の乗算器により、これを周波数の単位に変換するため係数を掛けられ、周波数測定結果とする。以下ブロック(要素)毎に詳しく動作を説明する。

【0008】被測定信号入力回路10は、例えば50Hz程度の正弦波交流から成る被測定信号 $V_s(t) = V_m \sin 2\pi f t$ (ここで、 V_m は最大振幅、 f は周波数、 t は時間を示す。)を所定のサンプリング周期 T_s でサンプリングし、これをアナログ・デジタル変換して $V_s(n) = V_m \sin \omega_r n T_s$ (ここで $\omega_r = 2\pi f$ 、 $n=0, 1, 2, \dots$)を送出するものである。なお、ここでは被測定信号 $V_s(t)$ を正弦波から成る基本波のみで示しているが、実際にはノイズ及び高調波成分が混入してひずみ波交流になることがある。

$$\theta(n) = \theta(n-1) + \alpha'$$

ここで、 n はサンプリング時点を示す序数である。 $\theta(n-1)$ は1つ前のサンプリング時点のアドレスを示す。参照信号の周波数 α を50Hzとしたい場合 α' は次のように計算できる。

$$\alpha' = 2048 T_s 50 = 26.44$$

式(6)に従い T_s 周期毎に $\theta(n-1)$ に26.44を加えていくと、20msec($1/50$ Hz)後に $\theta(n-1)$ は余弦波データの一周期のアドレスである2048となる。 α' を26.44より大きくすれば、20msecより前に $\theta = 2048$ に成るので、周波数が高くなる。 α' を26.44より小さくすれば、20msec

$$a_1 = (2/T_{sp}) \int_0^{T_{sp}} V_s(t) \cdot \cos \omega_\alpha t dt \quad (1)$$

但し、 $T_{sp} = 1/\alpha$

【0013】この式(1)は、フーリエ級数の余弦項の係数 a_k を求める式において a_k の k を1にした場合

【0009】参照信号発生手段11は、余弦波データのテーブルが格納されたリード・オンリー・メモリ(ROM)を内蔵し、読み出しアドレス $\theta(n)$ の指定に従って参照信号 $V_r(n) = \cos \omega_\alpha n T_s$ (ここで、 $\omega_\alpha = 2\pi \alpha$ 、 α は参照信号の周波数)から成る余弦波 $\cos \theta(n)$ のデータを出力する。読み出しアドレス $\theta(n)$ は位相量に相当し、その変化量(微分量)は参照信号の周波数となる。ここでは、参照信号を $\cos \theta$ としたが、正弦波を90度シフトした波形に対応する正弦波 $\sin \theta$ を参照信号としてROMに内蔵させてもよい。この実施例では余弦波の360度区間が2048分割され、2048個の標本(データ)がROMに格納されている。例えばアドレス $\theta(n) = 0$ を指定すると $\cos 0^\circ = 1$ を示すデータがROMから出力され、またアドレス $\theta(n) = 512$ を指定すると $\cos 90^\circ = 0$ を示すデータが出力される。なお、ROMに余弦波の90度から450度に相当するデータ即ち正弦波(\sin)のデータを格納することもできる。この場合にはアドレス0を指定すると、 $\sin 0^\circ = 0$ のデータがROMから出力され、アドレス512を指定すると、 $\sin 90^\circ = 1$ のデータが出力される。アドレス回路19はパルス伝達関数 $K, Z/(Z-1)$ で示される積分器と等価のものであり、周波数として入力される $\alpha'(n)$ を位相量 $\theta(n)$ に変換する。前述したように位相の微分が周波数なので、周波数の積分が位相となる。従って、 $\alpha'(n)$ を積分して $\theta(n)$ を求めることができる。 $\alpha'(n)$ の値が大きくなると(周波数が高くなると) $\theta(n)$ の傾きは急になる。 $\alpha'(n)$ の値を調整することにより、参照信号 $V_r(n)$ の周波数を変えることができる。実際、アドレス回路19では、アドレス $\theta(n)$ は次の式(6)で $T_s = 256 \mu\text{sec}$ 毎に演算されている。

$$(6)$$

cより後に $\theta = 2048$ に成るので、周波数が低くなる。

【0010】第1の乗算器12は被測定信号 $V_s(n)$ と参照信号 $V_r(n)$ とを乗算して $V_s(n) \cdot V_r(n)$ の出力 $V_0(n)$ を得るものである。

【0011】第1の積分手段としての積分器13は、第1の乗算器12の出力を定積分して次の式(1)を求めるものである。

【0012】

【数1】

に相当する。余弦項及び係数 a_k の式を次に示す。

【0014】

【数2】

$$\sum_{k=0}^{\infty} a_k \cos n \omega t$$

$$a_k = (1/\pi) \int_0^{2\pi} y(x) \cos nx dx$$

【0015】第1の積分器13をパルス伝達関数で示す10
と $K_1 Z / (Z - 1)$ になる。 a_1 の値は被測定信号 V_s と参照信号 V_r との位相差 ϕ の関数となる。ここで、 $V_s = V_m \sin(\omega_s t + \phi)$ とし、これを式(1)に代入して計算すると、

$$a_1 = V_m \cos \phi$$

となり、 a_1 は、位相差の余弦関数となることがわかる。以下、位相差が 90° 、 0° 、 180° の時の a_1 の波形例を示す。

【0016】図4(A)に示す被測定信号 $V_s(t)$ と図4(B)に示す参照信号 $V_r(t)$ とが同一周波数で20
 90° の位相差を有する時には、第1の乗算器12の出力 $V_0(t)$ が図4(C)に示すように周波数 $2\omega_s$ の正弦波となり、図4(C)の乗算出力 $V_0(t)$ を0から 2π まで定積分した出力 a_1 は零となる。

【0017】被測定信号 $V_s(t)$ と参照信号 $V_r(t)$ とが図5(A)(B)に示すように同一周波数且つ同一位相の場合には、第1の乗算器12の出力 $V_0(t)$ は図5(C)に示すように周波数 $2\omega_s$ を有し、最小値が零の正弦波となり、これを $0 \sim 2\pi$ 区間で第1の積分器13で定積分した出力 a_1 は図5(D)に示す30

$$\Delta f'(n) = \Delta f'(n-1) + K_{p1} \cdot a_1(n) \quad (2)$$

この式(2)において $\Delta f'(n-1)$ は1つ前のサンプリング時点の第2の積分器14の出力であり、 $K_{p1} \cdot a_1(n)$ は現在の a_1 の値にゲイン K_{p1} を乗算したものである。従って、ある時点で図4に示す状態が成立して a_1 が零になっても $\Delta f'(n)$ 即ち $\Delta f'$ は零にならないで一定値になる。 a_1 が零の時の第2の積分器1

$$a_{1p}(n) = K_{pp} \cdot a_1(n)$$

即ち、第2の乗算器15は第1の積分器13の出力 a_1 に係数 K_{pp} を乗算した値を出力する。従って、図4の状態の場合には第2の乗算器15の出力 a_{1p} は零となる。線形制御系と同じように、この比例補償器はフィードバック系の安定性と速応性を改善する役割をはたしている。参照信号 $V_r(t)$ の周波数及び位相は前述した第2の積分器14の出力 $\Delta f'$ とゲイン乗算器15の出力 a_{1p} によって操作される。 $\Delta f'$ と a_{1p} との加算値が1の場合、 $1/2048 T_s = 1.9073 \text{ Hz}$ だけ周波数が高くなり、 α は 51.9073 Hz になる。 $\Delta f'$ と a_{1p} との加算値が負の場合は周波数 α は 1.9073 Hz 低下し、 48.0927 Hz となる。なお、 $1/2$ 50

ように正の値(参照信号の最大値が1の場合は被測定信号の最大値 V_m)となる。

【0018】被測定信号 $V_s(t)$ と参照信号 $V_r(t)$ とが図6(A)(B)に示すように互いに周波数が同一で逆相の場合には、第1の乗算器12の出力 $V_0(t)$ は図6(C)に示すように周波数 $2\omega_s$ を有し、最大値が零の正弦波となる。従って、図6(C)の波形を第1の積分器13で $0 \sim 2\pi$ 区間で定積分すると、図6(D)に示す負の値の出力 a_1 が得られる。なお、被測定信号 V_s と参照信号 V_r との間に周波数の相違がある場合つまり両者の位相差が時間的に変化した場合には、第1の積分器13の出力は $a_1(n) = V_m \cos(2\pi \Delta f t)$ となり時間的に変化する。

【0019】被測定信号 $V_s(n)$ と参照信号 $V_r(n)$ とを図4(A)(B)に示す位相差 90° の同期状態として a_1 の値を零に収束させるためには参照信号発生手段11の読み出し速度(周波数)を操作する必要がある。本実施例では a_1 を自動的に零にするために線形制御系のフィードバック自動制御でよく使われる比例-積分(PI)補償器を使用する。第2の積分手段としての第2の積分器14はパルス伝達関数 $K_2 Z / (Z - 1)$ で示される積分補償器であって周波数差を補償するためのものである。第2の乗算器15は比例補償器であって位相差を補償するものである。

【0020】第2の積分手段としての積分器14は a_1 が時間的に変化した場合(V_r と V_s とに周波数差がある場合)でも a_1 を零に収束させるためにあり、周波数補償量を示す出力 $\Delta f'$ を得るものである。ソフトウェアで作る場合には次の式(2)に従う処理を実行するように作る。

4の出力 $\Delta f'$ は被測定信号 $V_s(t)$ の基本波周波数 f と基準周波数 f_0 との差 Δf に比例した値である。

【0021】第2の乗算手段としての乗算器15は位相補償量を示す出力 a_{1p} を得るものであって、ゲインが K_{pp} の増幅器と呼ぶこともできるものであり、次の式(3)の演算を実行するように形成される。

$$(3)$$

$0.48 T_s = 1.9073$ は次のようにして求められる。

$$\Delta f' + a_{1p} = 1$$

$$\text{同期中は } a_{1p} = 0 \text{ であるから } \Delta f' = 1$$

$$\Delta f = \Delta f' / (0.48 \cdot T_s)$$

$$= 1 / (0.48 \cdot T_s)$$

上述のから明らかなように基本周波数 f_0 (50 Hz) を中心に参照信号 $V_r(t)$ の周波数 α を上下させることが可能になる。

【0022】第1の加算手段としての第1の加算器18は積分補償器出力 $\Delta f'$ と比例補償器出力 a_{1p} を加算し、アドレス決定用出力 $\alpha'(n)$ を得るものであ

て、次の式(5)の演算を実行する。

$$\alpha'(n) = \Delta f'(n) + a_1(n) + f_0'(n) \quad (5)$$

なお、 $f_0'(n)$ は以下に述べるように決定された補正基準周波数又は初期周波数を示す。

【0023】基準周波数発生器16は、被測定信号 $V_s(t)$ の基本波周波数 f の測定時間(a_1 が零になるまでの時間)を短くするために、基準周波数 f_0 の信号を発生するものである。この基準周波数 f_0 は被測定周波数 f に近い周波数(例えば50Hz)を発生するもので

$$f_0' = 2048 \cdot T_s \times f_0$$

【0025】図3の第4の乗算器20は第2の積分器14の出力 $\Delta f'$ にゲイン $1/(2048 \cdot T_s)$ を乗算して f_0 への補償周波数を示す出力 Δf を得るものである。即ち、図3では基準周波数 f_0 に第3の乗算器17でゲイン $2048 \cdot T_s$ を乗算したものを演算処理のための補正基準周波数 f_0' としたので、第4の乗算器20においてゲインを戻す。

【0026】第2の加算器21は基準周波数 f_0 (50Hz)と第4の乗算器20の出力 Δf とを加算して被測定信号 $V_s(t)$ の被測定周波数 f を求めるものである。

【0027】上述のから明らかなように本実施例によれば、被測定信号 $V_s(t)$ の基本波に基づいて周波数を測定することができるので、ノイズ及び高調波成分の影響を受けない正確な周波数測定が可能になる。また、除算を使用しないで乗算のみで周波数測定の演算処理を行うので、ソフトウェアが簡単になり、且つ迅速に周波数を測定することができる。

【0028】

【変形例】本発明は上述の実施例に限定されるものではなく、例えば次の変形が可能なものである。

(1) デジタル処理で周波数 f を測定する代わりに、図3の各演算器12~15、17~20をアナログ回路にすることができる。

(2) 実施例では図3の各演算器12~15、17~

あることが望ましい。

【0024】第3の乗算器17は、 $\Delta f' = a_1 = 0$ の時、 V_r の周波数 α が f_0 となるようなアドレス回路19の入力 $\alpha' = f_0'$ を示す補正基準周波数 f_0' を得るものであって、基準周波数 f_0 にゲイン $2048 \cdot T_s$ を乗算したものである。即ち乗算器17は次の式(4)の演算を行う。

$$(4)$$

20は個々に設けないで、1台のマイクロコンピュータによって時分割処理しているが、図3に示す各演算器12~15、17~20を個々に設けることもできる。

【図面の簡単な説明】

【図1】従来の周波数測定装置を示すブロック図である。

【図2】図1のA~E点の状態を原理的に示す波形図である。

【図3】本発明の実施例に係わる周波数測定装置を等価的に示すブロック図である。

【図4】被測定信号と参照信号とが90度の位相差を有する場合の $V_s(t)$ 、 $V_r(t)$ 、 $V_0(t)$ 、 a_1 をアナログ状態で示す波形図である。

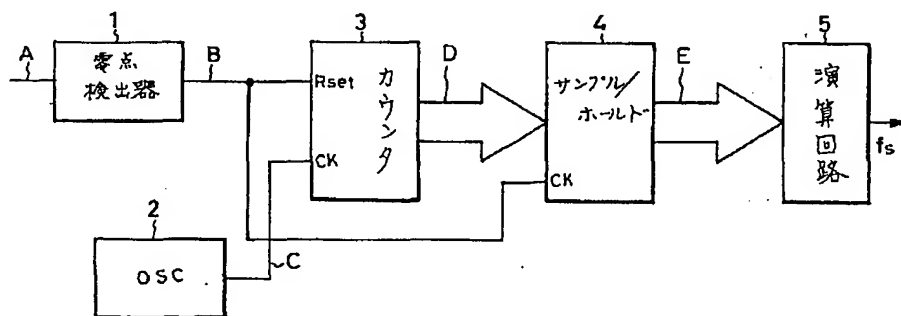
【図5】被測定信号と参照信号とが同相の場合の $V_s(t)$ 、 $V_r(t)$ 、 $V_0(t)$ 、 a_1 をアナログ状態で示す波形図である。

【図6】被測定信号と参照信号とが逆相の場合の $V_s(t)$ 、 $V_r(t)$ 、 $V_0(t)$ 、 a_1 をアナログ状態で示す波形図である。

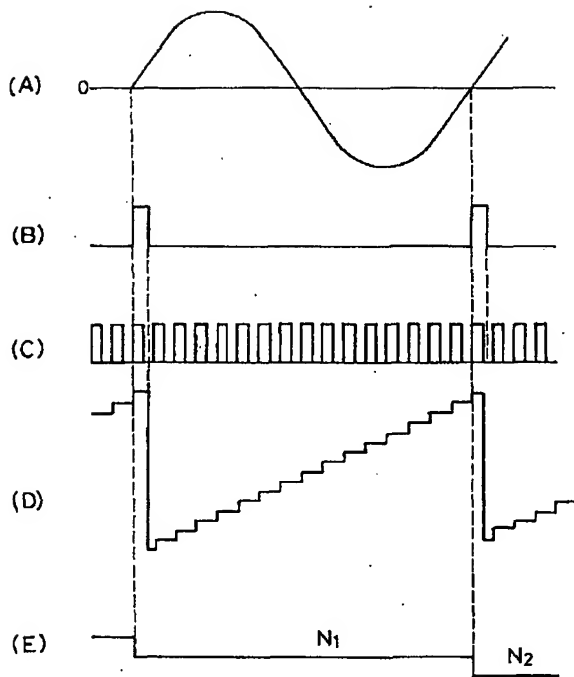
【符号の説明】

- 10 被測定信号入力回路
- 11 参照信号発生手段
- 12 乗算器
- 13 積分器

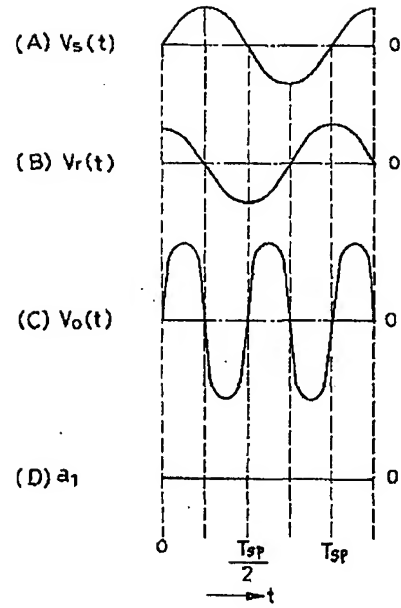
【図1】



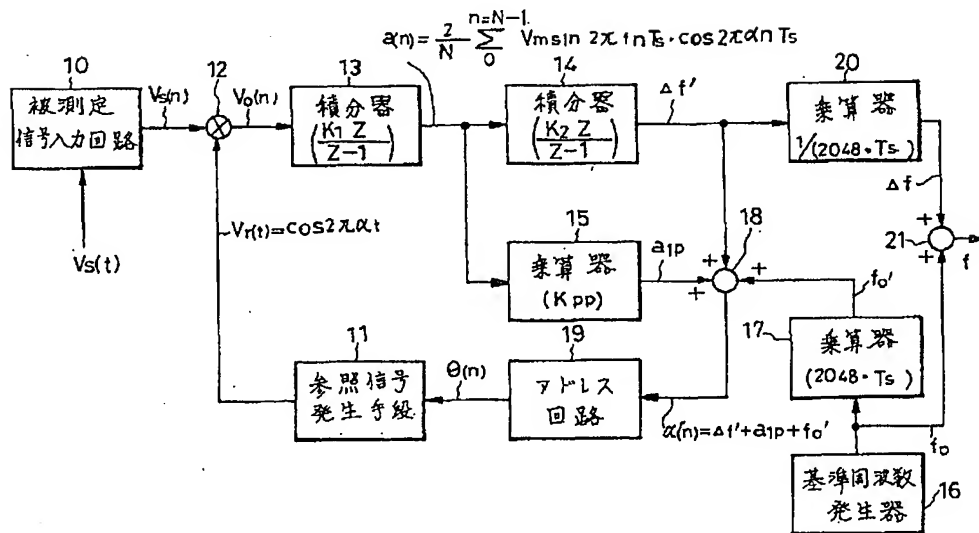
【図2】



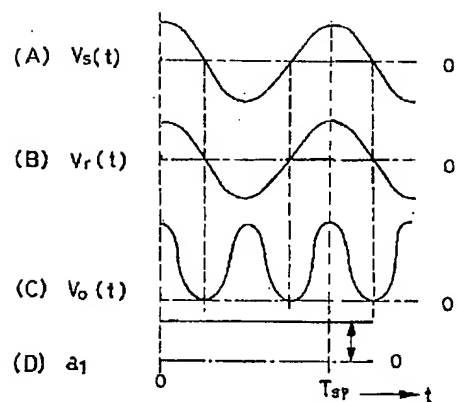
【図4】



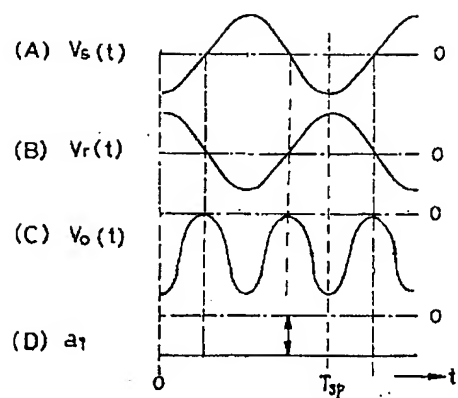
【図3】



【図 5】



【図 6】



フロントページの続き

(58) 調査した分野(Int.Cl.⁷, DB名)

G01R 23/02

G01R 23/06

G01R 23/14